

Shielded Dielectric Wavguides(遮蔽型誘電体導波管)

著者	塩谷 光
号	2
発行年	1957
URL	http://hdl.handle.net/10097/8738

氏 名	しお 谷 ひかる 塩 谷 光
授 与 学 位	工 学 博 士
学 位 授 与 年 月 日	昭和 33 年 3 月 25 日
学位授与の根拠法規	学位規則第 5 条第 1 項
研究科，専攻の名称	東北大学大学院工学研究科 (博士課程) 電気及通信工学専攻

学 位 論 文 題 目	Shielded Dielectric Waveguides (遮蔽型誘電体導波管)
-------------	---

指 導 教 官	東北大学教授	内 田 英 成
論 文 審 査 委 員	東北大学教授	野 邑 雄 吉
	東北大学教授	永 井 健 三
	東北大学教授	小 池 勇 二 郎
	東北大学教授	内 田 英 成

論文内容要旨

1. 緒 言

センチ波及びミリメートル波帯に於て、表面波伝送線路は金属導波管に比べて伝送損失が少なく、且つ構造が簡単であるので、例えば Goubau-line 等はすぐれた特性をもつ伝送線路として知られている。これは線路内を伝播するわずかな電磁波によつて、大部分の伝送電力を線路の近傍に集中させながら伝播してゆくためである。しかし系が外界と遮蔽されていないために、励振或は線路のわずかな曲り等で幅射をともない又外界の影響を受ける欠点をもっている。この欠点は系を金属板で遮蔽することにより解釈されるが、これは又金属導波管に誘電体を挿入することによつて壁面近傍の電磁界を弱め、壁面による伝送損失を少なくした伝送線路である。従つてその構造は従来の表面波伝送線路⁽¹⁾と組合せて種々のものが考えられるが、誘電体の保支方法、実用性を考慮して本論文では伝送線路として最も適している第1図の型の導波管について解析、実験を行つて、第12図の導波管或は金属導波管と比較、検討した。

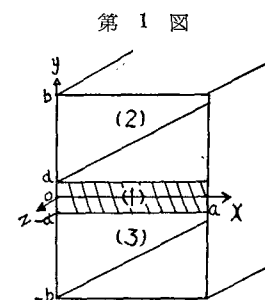
2. 矩形遮蔽型誘電体導波管

第1図の導波管に於て、完全導体及び損失のない誘電体で系が構成されている場合の電磁界は TE 波と TM 波が独立に伝播することが出来ず、 $E_y = 0$ の LSM 波 (Longitudinal Section Magnetic Waves) と $H_y = 0$ の LSE 波 (Longitudinal Section Electric Waves) が別々に存在し得る。又導波管の構造が $y = 0$ の面に関して対称であるから、電界及び磁界が各々対称な波が独立に存在することがわかる。従つて伝播可能なすべての姿態を次の四つに分類することができる。

- (1) H_1 対称波………磁界が対称で $H_y = 0$ の波
- (2) H_2 " ……磁界が対称で $E_y = 0$ の波
- (3) E_1 " ……電界が対称で $H_y = 0$ の波
- (4) E_2 " ……電界が対称で $E_y = 0$ の波

各々の波の管内波長を決定する特性方程式は次式で表わされる。

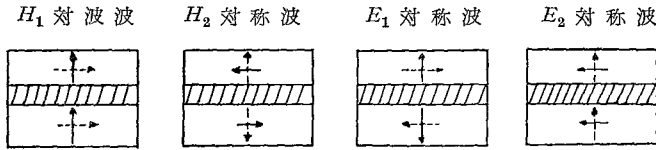
$$\left. \begin{aligned} \cot \alpha_2 (b-d) \tan \alpha_1 d &= -\frac{\epsilon_1 \alpha_2}{\epsilon_2 \alpha_1} (H_1 \text{ 対称波}) \\ &= -\frac{\mu_2 \alpha_1}{\mu_1 \alpha_2} (H_2 \text{ 対称波}) \\ \cot \alpha_2 (b-d) \cot \alpha_1 d &= \frac{\epsilon_1 \alpha_2}{\epsilon_2 \alpha_1} (E_1 \text{ 対称波}) \\ &= \frac{\mu_2 \alpha_1}{\mu_1 \alpha_2} (E_2 \text{ 対称波}) \end{aligned} \right\} (1)$$



第1図
媒算 (1) 誘電体 ; $k_1^2 = \omega^2 \epsilon_1 \mu_1$
" (2)(3) 空気 ; $k^2 = \omega^2 \epsilon_2 \mu_2$

ここで $k_{1,2}^2 = \alpha_{1,2}^2 + \beta^2 + h^2$, $\beta = n\pi/a$, α 及び h は各々 x , y 及び z 方向の伝播定数である。電磁界が純然たる表面波として存在するのは、高さ b が無限大の場合に限るが b が有限の場合でも (1) 式に於て α_2 が虚数の波、即ち y 方向に双曲線関数で減衰する波が存在し、この波は誘電体を挿入しない金属導波管に存在する波と本質的に異なつた性質をもっている。ここでは表面波と呼ぶ。これに対して x 方向には界は $\sin \beta x$ 又は $\cos \beta x$ で変化する ($\beta = n\pi/a$)。第2'図は各波の電磁界の關係を示す。標準導波管に誘電体を広い面と平行に挿入した場合存在するのが H_1 対称波で、垂直に挿入する場合は E_2 対称波のみが存在する。(ストリップラインに

第 2' 図

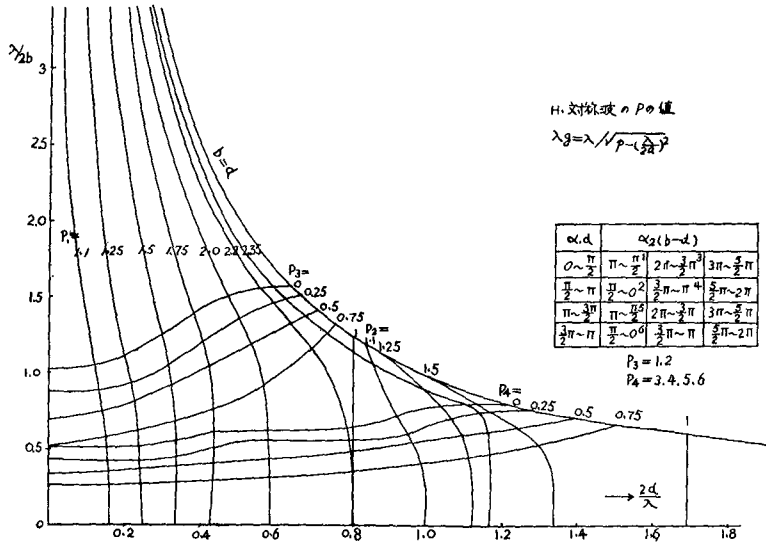


類似した姿態) 又 b が有限で大きい場合は α_2 が実数の高次姿態が存在し得る。従つて H_1 対称波の最底次の波が H_{10} 波に類似した姿態で、伝送損失の最も少ない波である。この管内波長は

$$\lambda_g = \lambda / \sqrt{p - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (2)$$

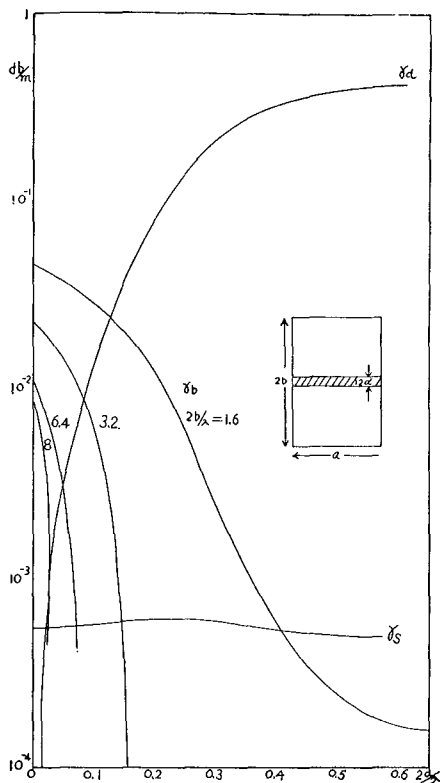
与えられる。ここで $p = 1$ の場合は H_{10} 波の管内波長を表わすが、この導波管の p は b/λ 及び d/λ によつて定まる値をとる。誘電体の比誘電率 $\kappa_e = 2.5$ の場合の p の値を第 2 図に示

第 2 図 H_1 対称波の p の値 $\lambda_g = \lambda / \sqrt{p - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$



第 3 図 H_1 対称波の減衰定数

$$\kappa_e = 2.5 \quad \tan \delta = 1.2 \times 10^{-4} \\ a = 4 \lambda_0 \quad \lambda_0 = 1.25 \text{ cm}$$



$$\gamma = \gamma_a + \gamma_b + \gamma_s \quad (3)$$

として

$$\gamma_a = \sigma_1 \gamma_a' / \sqrt{p - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \\ = \tan \delta \cdot \gamma_a'' / \sqrt{p - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (4)$$

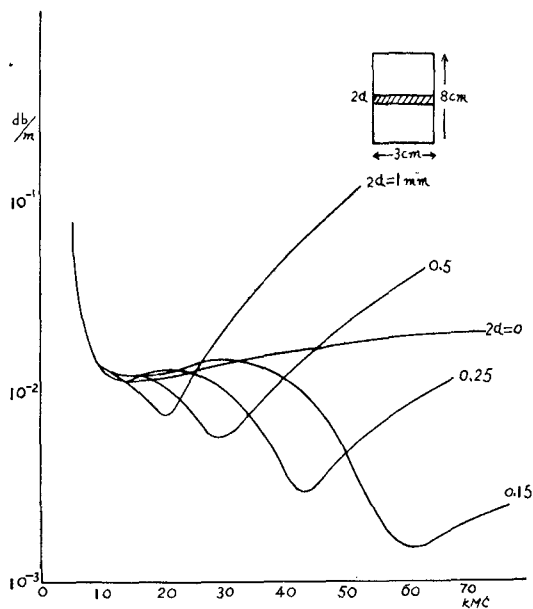
とおくと γ_a は γ_a' (第6図) 或は γ_a'' (第7図) よりもとまる。但し、 σ_1 は誘電体の導電率で、 γ_a' 及び γ_a'' は実用的範囲では高さ $2b$ に無関係と考えてよい。次に γ_b は

$$\gamma_b = \gamma_b' / \sqrt{p - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (5)$$

の関係より、 γ_b' (第8図) からもとめられる。次に γ_s は誘電体のない場合の矩形導波管の γ_s に同じとして差支えない、即ち

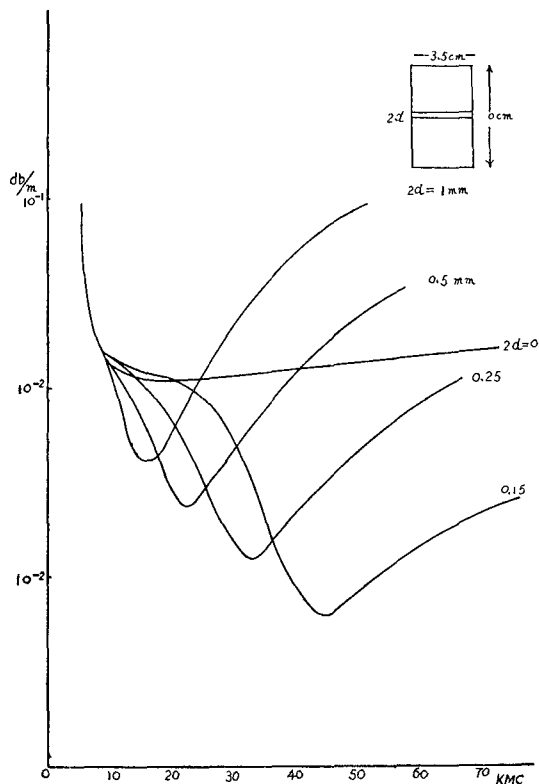
第 4 図 H_1 対称波の減衰特性

$$\kappa_e = 2.5 \quad \tan \delta = 1.2 \times 10^{-4}$$

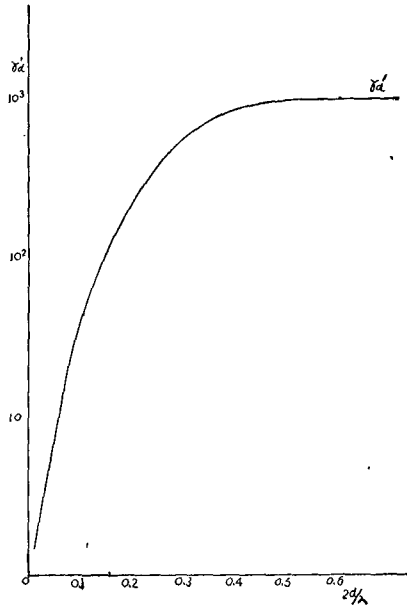


第 5 図 H_1 対称波の減衰特性

$$\kappa_e = 2.5 \quad \tan \delta = 1.2 \times 10^{-4}$$

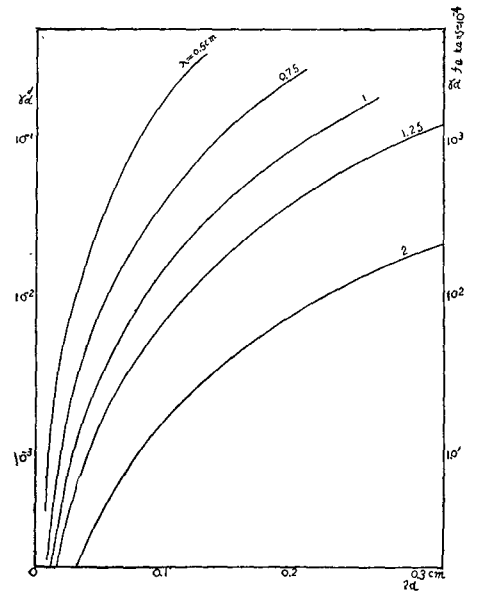


第 6 図



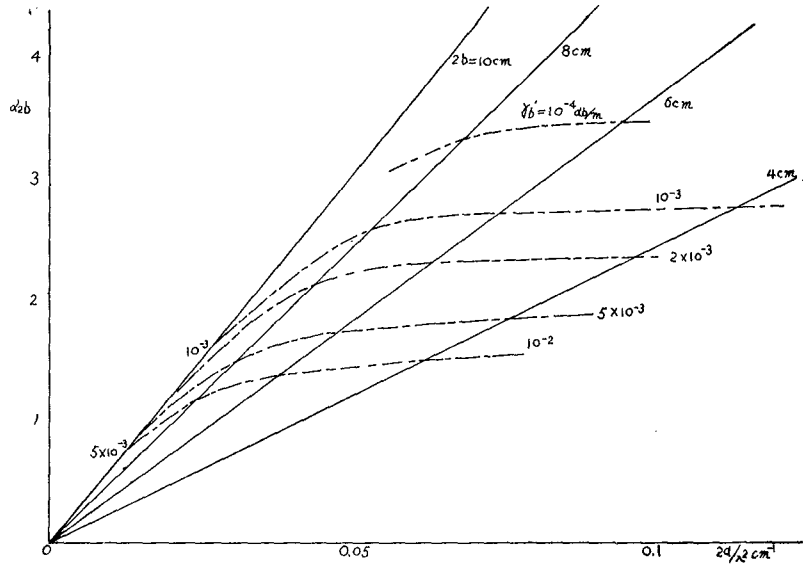
$$\gamma_d = \sigma_1 \times \gamma'_d / \sqrt{p - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$$

第 7 図



$$\gamma_d = \gamma''_d \tan \delta / \sqrt{p - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$$

第 8 図



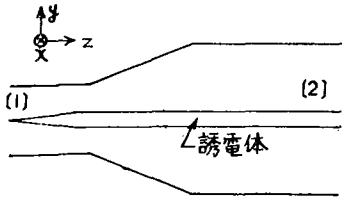
$$\gamma_s = 0.1041 \frac{\frac{2}{a_{mc}} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}{\sqrt{\lambda_{cm}} \sqrt{p - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} db/m \quad (6)$$

で計算できる。但し (5) (6) 式は金属板として銅板 ($\sigma_1 = 5.8 \times 10^7 \Omega/m$) を用いた場合で、(4)、(5) 及び (6) 式で p はいずれも第 2 図からもとまる値である。

3. 実用上の諸問題

- (1) 励振 第9図に示す如く矩形導波管から容易に励振される。誘電体板のテーパ部分が半波長、遮蔽体のテーパ部分が3~4波長あれば反射及び高次姿態の発生は無視し得る範囲となることが実験的に確かめられた。

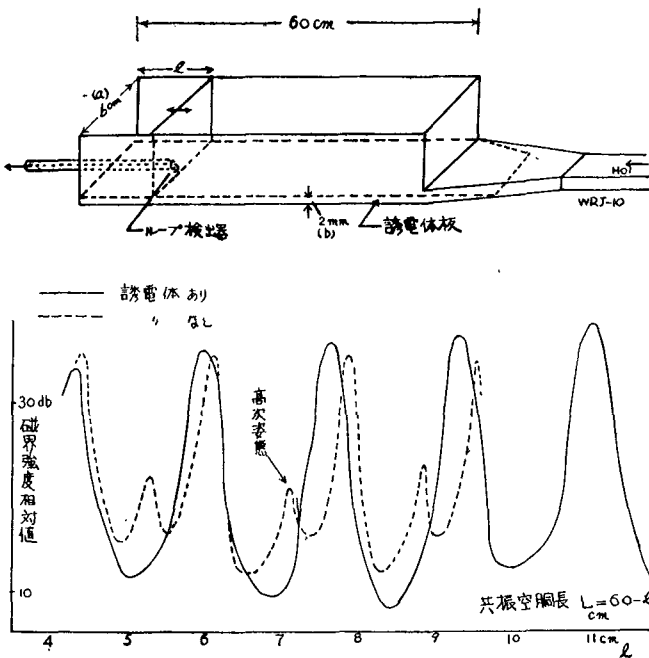
第9図 励振の方法



- [1]: 標準導波管
[2]: 遮蔽型誘電体導波管

- (2) 高次姿態の発生 この導波管では、 E 面の曲り或は不様性等は電磁界が表面波で存在しているために、壁面の影響が小さいので、有害な姿態の発生 の大きな原因とはならない。これは遮蔽型誘電体導波管のすぐれた点で、その一例として誘電体を挿入した場合としない場合とを比較した実験を第10図に示す。これは導波管の両端を閉じて空洞共振器としてその共振する空洞長を測定

第10図 管内波長及び高次姿態の測定



したもので、 y 方向の高次姿態は誘電体を挿入することにより検出されないことを示している。又前述の如く表面波姿態は四種類存在し得るが、実用的範囲（誘電体の厚さ d が小さい場合）では矩形導波管の基本波で励振していれば H_1 対称波のみ存在する。しかし x 方向には電磁界は正弦波分布であるから H 面の曲り或は不様性はこの導波管の高次表面波姿態の発生 の主な原因となる。

今導波管が曲率 a で一様に H 面内で曲っている場合の第一高次波の大きさは基本波に比べて ((1) 式で $n=2$ の波の $n=1$

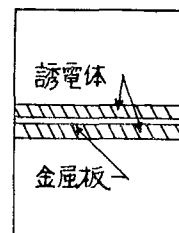
の波に対する割合) 曲率がゆるやかな場合は

$$A_1 = \sigma a \left(\frac{10}{9\pi^2} + \frac{22}{\pi^4} h_0^2 a^2 \right) \quad (7)$$

となる。ここで a は断面の横巾、 h_0 は導波管が真直ぐな場合の伝播定数である。数値例を示すと、24 GC に於て $a=3$ cm, $\sigma=1/\text{m}$ の場合は $A_1=24.4$ db, 10 GC に於て $a=4$ cm, $\sigma=1/\text{m}$ の場合は $A_1=31$ db である。

(3) モード矯正板 高次姿態の発生、伝播を防ぐ簡単な方法を第11図の如く導波管の中央に金属板を挿入することである。これは四種類の伝播姿態のうち E 対称波を阻止することができる。但し中央に金属板をおくために伝送姿態に対しても可成りの伝送損失をもたらすから、skin

第11図
モード矯正板



depth 程度の薄さにするか、或は短いストリップを周期的に挿入すればよい。

4. 円形遮蔽型誘電体導波管

第 12 図の如く同軸状に誘電体棒を挿入した 導波管の伝送特性について考えてみる。この場合の管内波長は次の特性方程式の解として与えられる。

$$\frac{n^2 h^2}{b^2} \left(\frac{1}{\lambda_2^2} - \frac{1}{\lambda_1^2} \right)^2 = \left[\frac{\omega \mu_2}{\lambda_2} \frac{R}{P} - \frac{\omega \mu_1}{\lambda_1} \frac{J'_{n(\lambda_1 b)}}{J_{n(\lambda_1 b)}} \frac{Q}{P} \right] \left[\frac{\omega \epsilon_2}{\lambda_2} \frac{S}{Q} - \frac{\omega \epsilon_1}{\lambda_1} \frac{J'_{n(\lambda_1 b)}}{J_{n(\lambda_1 b)}} \frac{P}{Q} \right] \quad (3)$$

$$\lambda_1^2 = k_1^2 - h^2, \quad \lambda_2^2 = k_2^2 - h^2$$

ここで h は伝播定数 $= 2\pi/\lambda_g$

$$P = J_{n(\lambda_2 b)} Y_{n(\lambda_2 a)} + Y_{n(\lambda_2 b)} J_{n(\lambda_2 a)}$$

$$Q = J_{n(\lambda_2 b)} Y'_{n(\lambda_2 a)} + Y_{n(\lambda_2 b)} J'_{n(\lambda_2 a)}$$

$$R = J'_{n(\lambda_2 b)} Y'_{n(\lambda_2 a)} + Y'_{n(\lambda_2 b)} J'_{n(\lambda_2 a)}$$

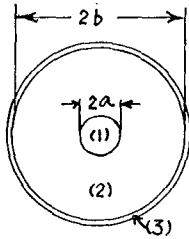
$$S = J'_{n(\lambda_2 b)} Y_{n(\lambda_2 a)} + Y'_{n(\lambda_2 b)} J_{n(\lambda_2 a)}$$

$$Z'_{(x)} = \frac{d}{dx} Z_{(x)}$$

低損失線路（表面波）としての条件は管内波長が空間波長よりも短いことである。即ち径方向の電磁界の変化が変形ベッセル函数となる場合である。従つて誘電体棒の半径が或る程度大きいことが必要

第 12 図 円形遮蔽型誘電体導波管

- (1) 誘電体: $k_1^2 = \omega^2 \epsilon_1 \mu_1$
- (2) 空 気: $k_2^2 = \omega^2 \epsilon_2 \mu_2$
- (3) 金属板

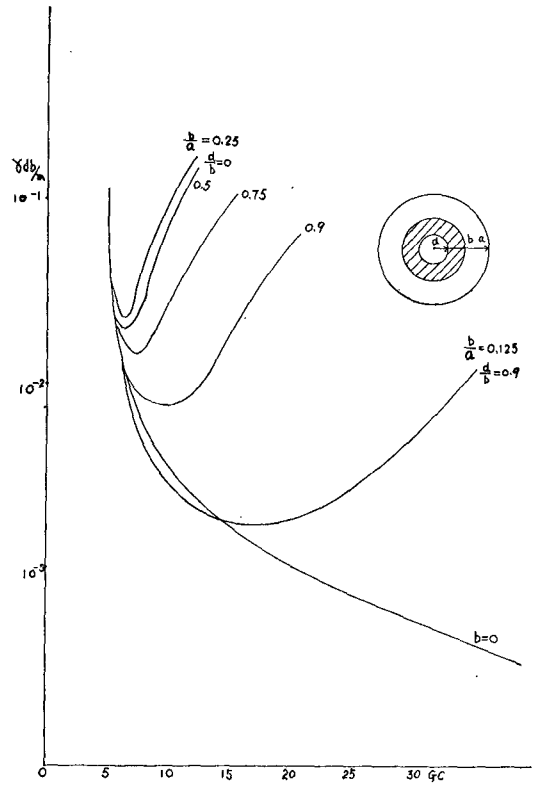
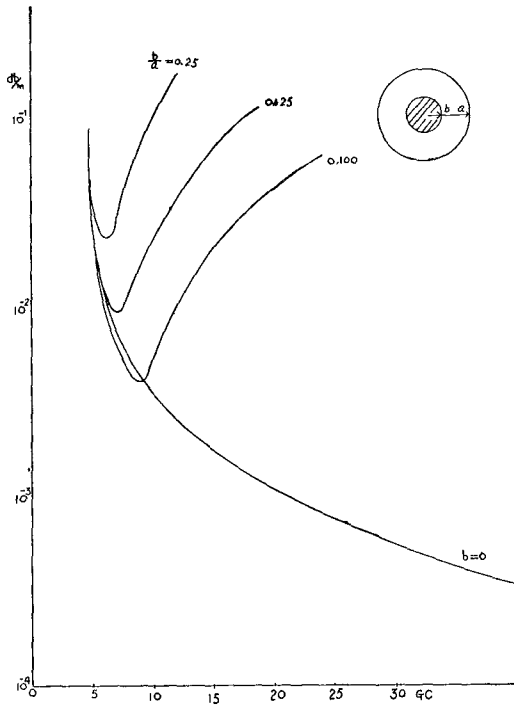


第 14 図 TE₀₁ 波の減衰定数

$$a = 4 \text{ cm} \quad \kappa_e = 2.5 \quad \tan \delta = 1.2 \times 10^{-4}$$

第 13 図 TE₀₁ 波の減衰定数

$$a = 4 \text{ cm} \quad \kappa_e = 2.5 \quad \tan \delta = 1.2 \times 10^{-4}$$

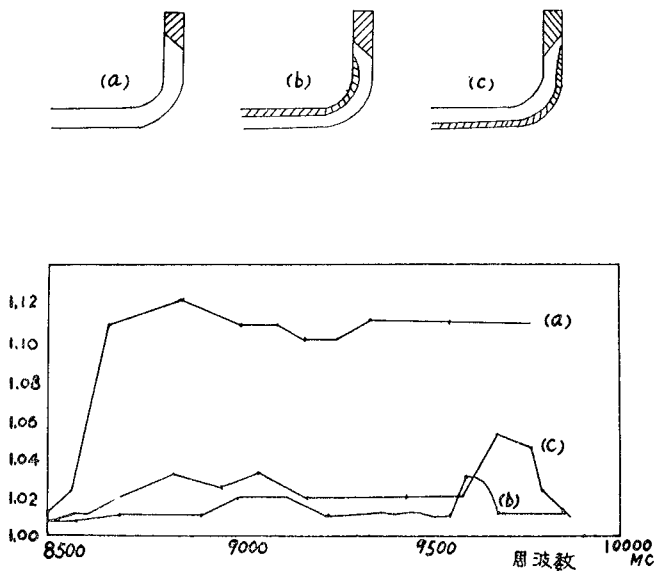


条件となるので誘電体による損失が大きくなってくる。減衰定数の数値例を第 13 図に示す。円筒導波管には周波数と共に伝送損失が減少する TE_{01} 波が存在するから、この場合も TE_{01}° 波について計算した。図から明らかな様に $\tan \delta = 1.2 \times 10^{-4}$ 程度の誘電体を用いる限り TE_{01} 波より低損失のものは得られない。尚誘電体棒を円筒におきかえた場合の計算が H. G. Unger⁽²⁾ によつて発表されているが(第 14 図)この場合は帯域巾は拡がるが同じ径の TE_{01}° と比較して伝播損失は同じ程度である。同軸状の導波管に於ては他の姿態、例えば TM_{01} 波或いは HE_{11} 波を用いてもその減衰定数は、 $\tan \delta$ が 10^{-4} 程度の誘電体を用いる限り、同じ径の円筒導波管に比べて改善されない。

5. 各種伝送線路の比較

マイクロ波帯及びミリメートル波帯の伝送線路としては、金属導波管と表面波線路があるが、先ず長距離伝送について考えるとこの場合の伝送損失は km 当り数 db 以下におさえる必要があり、矩形及び円形の遮蔽型誘電体導波管でも実現可能である。例えば前者では(第 1 図) $\lambda = 3$ cm に於て $a = 4$ cm, $2b = 12$ cm, $2d = 1$ mm の場合に $\alpha = 2.3$ db/km となり、後者では(第 14 図) $a = 5$ cm, $b = 0.5$ cm, $b - d = 0.5$ mm の場合に $\alpha = 1.7$ db/km となる。又 $\lambda = 8$ mm に於ては前者では $a = 3.5$ cm, $2b = 10$ cm, $2d = 0.2$ mm で $\alpha = 1$ db/km となる。これに対して円筒導波管の TE_{01} 波を用いる場合はその直径を 10~8 cm に選ぶことになる。以上の三者を比較すると不要姿態の発生点で、第 14 図の線路は有利であるが製作の点で特にミリ波帯では実現出来ない程度の薄い誘電体円筒となる欠点をもつ。第 1 図の導波管では減衰定数をこの程度におさえるためには横巾 a を半波長より大きく選ばなければならず、従つて円筒導波管の場合と同様に不要姿態は可成り発生する。次に中距離伝送の場合は矩形遮蔽型誘電体導波管を用いると、例えば 10 GC では $a = 2.7$ cm, $2b = 8$ cm, $2d = 2$ mm で 0.16 db/10 m 又 24 GC では $a = 1.2$ cm, $2b = 2$ cm, $2d = 1.7$ mm で 0.75 db/10 m となり、標準矩形導波管(WRJ-10 で 1.27 db/10 m, WRJ-24 で 3.4 db/10 m)に比べて伝送損失は少なくなる。この場合前者は高次姿態が発生しない周波数帯域で使用するから標準導波管を用いる場合に比べて有利である。又円筒導波管の TE_{01}° 波は減衰定数を充分小さく選べるが、励振の姿態変換損失が 1~2 db あり、伝送中の姿態変換があるために全体の損失を 1 db 程度以下にすることは困難である。又この他に簡便な伝送線路としては第 1 図の上下両側板をとりはずした、いわゆる H-Guide^{(3),(4)} がある。

第 15 図 E 面曲り導波管の反射



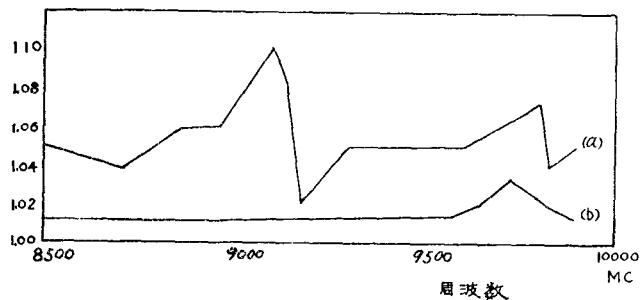
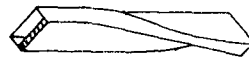
これは Goubau-line と比べて低損失で且つある程度外界の影響をさけることが出来る。

6. 導波管回路への応用

遮蔽型誘電体導波管は伝送線路として用いる以外に立体回路素子として用いることが出来る。例えば移相器、誘電体アンテナの feeder、インピーダンス変成器等があるが、曲り或は振り導波管に誘電体板を挿入することによつて、反射を少なくさせることが出来る。10 GC 帯での実験結果を第 15, 16 図に示す。使用した誘電体板はメタアクリル酸樹脂の 2 mm 厚のもので ($\kappa_e = 2.45$)

第 16 図 振り導波管の反射

- (a) 誘電体板ない場合の反射
(b) " ある "



いずれも反射はほとんどなくなり、 E 面曲り導波管の反射 (1.1 程度) を誘電体板を内側に挿入することにより 1.01 程度にすることができ (Fig. 15(b)), 又振り導波管の場合も反射を 1.01 にすることが出来た。尚測定結果で 9700 MC 附近で反射のピークがあるがこれは終端の吸収体による反射である。

7. 結 言

5 で比較検討した様に短形遮蔽型誘電体導波管は、現在市販されてるアリクル樹脂又はポリエスチル樹脂の誘電体板を用いて特に中距離伝送線路としてすぐれた特性をもつことがわかった。5 では誘電体の $\kappa_e = 2.5$, $\tan \delta = 1.2 \times 10^{-4}$ として計算したものであるが、 $\kappa_e = 2.5$ で $\tan \delta$ が 10^{-5} 程度のもの或いは $\kappa_e = 5 \sim 8$ で $\tan \delta$ が 10^{-4} 程度の誘電体を用いれば、長距離伝送線路としての可能性がある。又導波管素子としても種々の応用が考えられる。

最後に終始御指導いただいた 東北大学電気通信研究所 内田英成教授、西田茂穂並びに上領香三両助教授に厚く感謝の意を表わす次第である。

参 考 文 献

- (1) 例えば 杉, 中原 “新しい表面波伝送の一形式” マイクロ波伝送研究専門委資料. 1957 年 10 月.
- (2) H. G. Unger : “Ein dämpfungsarmes HohlKable ohne phasen-und Dämpfungszerrvng” A. E. Ü. Vol. 10, Juni, 1956, p. 253.
- (3) F. J. Tisher “Microwellen leitung mit geringen Verlusten” A. E. Ü. Vol. 17, Aug. 1953, p. 592.
- (4) F. J. Tisher “H-Guide-A NewMicroweve Concept” Elec. Ind. & Teie-Tech. Vol. 15, Nov. 1956, p. 50

審 査 結 果 要 旨

誘電体を導波線路として用いる考えは、今から約 25 年前にベル電話研究所の Southworth, Carson によつて提案され、特にマイクロ波帯において有効であることが示されたが、以来特に欧米ではこれに関する研究が多数発表されている。たゞこれらの方法そのまゝでは、電磁界が線路の外部に表面波の形で拡がって存在するので、外部と迷結合を生ずることとか、誘電体が外界にさらされている為に、汚れによつて伝送損失が増加するとか、又外界の雨、雪、氷等の影響を受け易い等の欠点がある。

誘電体導波線路は低損失伝送の特長をもっているのに、この特長を失わないようにして、その周囲を導体で囲み遮蔽形とすることによつて上記の欠点をなくす方法について考究を加えたのが本論文である。

先づ最初に断面が偏平な矩形誘電体線路を考え、その両短辺に対応する 2 面を十分広い 2 枚の平行な導体板(銅)ではさんだ形のものについて理論的に検討し、次いで、誘電体の断面の長辺に対応する 2 面に平行に、それぞれの面から等しい距離をへだてゝ、更に 2 枚の導体板を設けて誘電体を囲み、丁度矩形金属導波管の中に誘電体のストリップを挿入した形のものに論を進めた。

その結果矩形の導波管内で、誘電体にそう表面波伝送が行われる適当な条件の場合に、低損失伝送が可能であることが理論的並びに実験的に明らかにされ、又曲りの部分についても理論的解が得られた。特に高次姿態の発生を避けて、基本波姿態による低損失伝送の条件を見出し、設計規準を与えるまでに到っている点は十分評価に値する。目下のところではポリエチレン、ポリスチロール等に相当する低損失誘導体を用いることによつて、波長 1~3 cm の範囲では、標準矩形導波管よりは伝送損失が一桁少いものが得られている。

なお本導波管を通常の標準矩導波管に接続するトランスデューサーについては実験的に解決し、又上述の応用として、標準矩形導波管の曲り部分とか、撚りの部分に誘電体ストリップを挿入することによつて、その部分の反射を容易に殆んどなくすることができることを実験的に確めてある。

又比較の為に、円形断面の誘電体導波線路を、これと同軸の円筒導体で遮蔽した場合について理論計算を行い、伝送損失の上では、実用上上述の方法の方が優れていることも述べてある。

本研究と同様な研究は最近米国、独逸でもなされているが、著者の着想はこれらとは独立に為されたものであり、実用上の諸問題に迄広く論及している点に価値がある。よつて本論文は学位論文として合格と認める。